

[7]



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 199 46 161 A 1**

⑳ Aktenzeichen: 199 46 161.9  
㉑ Anmeldetag: 27. 9. 1999  
㉒ Offenlegungstag: 26. 4. 2001

⑥1 Int. Cl. 7:  
**G 01 S 7/28**  
G 01 S 13/74  
G 01 S 13/34  
H 03 H 9/30

DE 199 46 161 A 1

⑦1 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:  
Heide, Patric, Dr., 85579 Neubiberg, DE; Vossiek,  
Martin, Dr., 80798 München, DE

⑤6 Entgegenhaltungen:  
DE 33 24 693 C2  
GB 22 43 739 A  
US 55 12 899 A  
US 48 04 961  
EP 06 47 857 A1  
WO 99 10 757 A1  
VOSSIK, M., KERSSENBROCK, T.V., HEIDE, P.:  
Signal  
Processing Methods for Millimetrewave FMCW  
Radar  
with Distance and Doppler Resolution. 27th  
Europe  
an Microwave 97 Conference Proceedings (IEEE

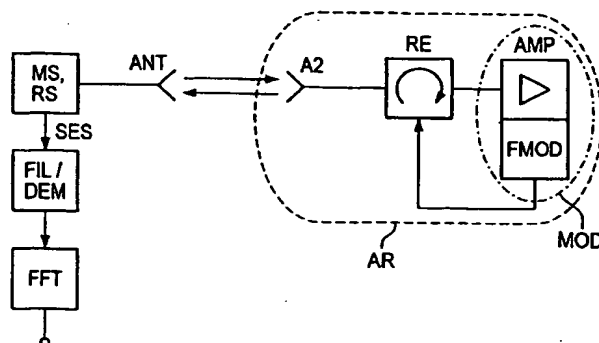
Cat.  
No. 97TH8317) Jerusalem, Israel, 1997, vol. 2,  
p. 1127-32;  
ZIMMERMANN, B., WIEWSBECK, W., KEHRBECK,  
J. 24 GHz  
Microwave Close-range Sensor for Industrial  
Measurement Applications. Microwave Journal,  
1996  
vol.39, no.5, p. 228,230,232,234,236,238, Publish.  
by: Horizon House Publications ISSN: 0026-2897;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren zur Abstandsmessung

⑤7 Bei diesem Verfahren wird mittels eines CW-Mikrowellen-  
sensors (MS) ein Abstand zu mindestens einem Meß-  
objekt (MO) gemessen, und es ist dadurch gekennzeich-  
net, daß an dem mindestens einen Meßobjekt (MO) min-  
destens ein aktiver Reflektor (AR) befestigt ist, welcher ein  
vom CW-Mikrowellensensor (MS, RS) ausgesandtes Si-  
gnal empfängt, moduliert und danach abstrahlt.



DE 199 46 161 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Messung eines Abstands und einer Abstandsänderung eines Objekts mit Hilfe von Mikrowellen, Anwendungen derselben sowie Vorrichtungen zur Reflexion von Mikrowellensignalen.

Beispielsweise aus J. Detlefsen: "Radartechnik", Springer Verlag Berlin, 1998, ist es bekannt, mit Hilfe von Radarwellen einen Relativabstand bzw. eine Relativgeschwindigkeit zwischen einem Radargerät und einem oder mehreren Meßobjekten zu messen, insbesondere mittels Messung der Pulslaufzeit und mittels FMCW-Messung.

Mikrowellen-basierte, und besonders Radar-basierte, Abstands- und Geschwindigkeits-Meßverfahren bieten aufgrund einer geringen Funkdämpfung und einer hohen Unabhängigkeit der Wellenausbreitung von Temperatur, Druck, Feuchtigkeit etc. Vorteile gegenüber einer alternativen Wellenform wie beispielsweise Ultraschall oder Laser.

Bei dem Pulslaufzeit-Verfahren wird ein kurzer Radarpuls in Richtung eines Meßobjekts ausgesendet und nach einer Laufzeit  $\tau$  als reflektierter Puls wieder empfangen. Die Laufzeit des Radarpulses ist proportional zum Abstand zwischen Radargerät und Meßobjekt.

Beim FMCW(Frequency Modulated Continuos Wave)-Verfahren wird ein linear oder stufenweise frequenzmoduliertes Radarsignal ausgesendet. Bei einer stufenweisen Modulation werden für eine Entfernungsmessung mindestens zwei unterschiedliche Frequenzwerte angefahren. Zwischen Send- und Empfangssignal am Radargerät ergibt sich eine Frequenz- bzw. eine Phasenverschiebung entsprechend der Laufzeit  $\tau$ . Das FMCW-Verfahren besitzt bei kommerziellen Radarsensoren die größte Verbreitung.

Arbeitet ein allgemeines CW(Continous Wave)-Radar, also auch z. B. ein Doppler-Radar, mit einem monofrequenten Radarsignal mit einer Frequenz  $f_{HF}$ , so beträgt die Phasendifferenz  $\phi$  zwischen dem ausgesandten Signal und einem vom Meßobjekt reflektierten Empfangssignal

$\phi = 2 \cdot \pi \cdot f_{HF} \cdot \tau$ , (1) wobei  $\tau$  die gesamte Laufzeit des Radarsignals darstellt. Neben konstanten Offset-Einflüssen ist die Laufzeit  $\tau$  über die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  der Radarwellen direkt mit der Entfernung  $d$  vom Radarsensor zur Reflektoreinheit verknüpft.

Es gilt:

$$\tau = \tau_{\text{off}} + \frac{2 \cdot d}{c} \quad (2)$$

Aufgrund der Periodizität der Phase (und wegen des allgemein unbekannten Offsets  $\tau_{\text{off}}$ ) eignet sich eine Phasenmessung bei nur einer Radarfrequenz lediglich zur Bestimmung von differentiellen Abstandsänderungen.

Ein absoluter Positionswert kann z. B. durch eine kontinuierliche Bestimmung einer Abstandsänderung im Anschluß an eine Kalibriermessung relativ zu einem Kalibrierungs-Bezugspunkt bestimmt werden.

Bei einer kontinuierlichen Messung ist dafür Sorge zu tragen, daß die Messung so schnell erfolgt, daß zwischen zwei Messungen keine so große Entfernungsänderung erfolgt, die eine Phasenänderung größer als  $180^\circ$  nach sich zieht. Diese Bedingung entspricht dem allgemein bekannten Abtast-Theorem.

Eine kontinuierliche Verfolgung der Phase wird häufig als Dopplermessung bezeichnet, wobei die zeitliche Ableitung der Phase der Dopplerfrequenz entspricht. Die Dopplerfrequenz ist proportional zur Relativgeschwindigkeit zwischen Radarsensor und Meßobjekt in Richtung der Signalübertragung.

Für eine absolute Entfernungsmessung müssen minde-

stens zwei Phasenwerte, die bei mindestens zwei unterschiedlichen Radarfrequenzen bestimmt werden, ausgewertet werden. Bezeichnet  $\Delta f_{HF}$  die Frequenzdifferenz zwischen zwei Radarfrequenzen  $f_{HF1}$  und  $f_{HF2}$ , so gilt für die Differenz  $\Delta\phi$  zwischen den gemessenen Phasenwerten  $\phi_1$  und  $\phi_2$ :

$$\Delta\phi = 2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{HF} \cdot \tau.$$

Wird  $\Delta f$  nicht zu groß gewählt, ist  $\Delta\phi$  innerhalb eines großen Entfernungsbereichs eindeutig. Zur Gewährleistung eines optimalen Meßeffects ist  $\Delta f$  für eine Entfernungsmessung allerdings auch nicht unnötig klein zu wählen. Ein gleichzeitig hoher Meßeffect, verbunden mit einem großen Eindeutigkeitsbereich, kann bei einer Verwendung noch weiterer Meßfrequenzen (und somit weiterer Phasenmeßwerte) erreicht werden.

Im Grenzfall einer kontinuierlichen Frequenzmodulation werden die Radarfrequenz mit der Zeitveränderung und die Phasenänderung gemessen. Bei einer linearen Frequenzmodulation kommen die bekannten Verfahren zur FMCW-Signalverarbeitung zum Zuge, wie sie unter anderem in WO 99/10757 offenbart sind. Alle Radarverfahren, die zur Entfernungsmessung Signalfrequenzen auswerten, beruhen auf den oben genannten Phasenbeziehungen, da eine Frequenz lediglich eine zeitliche Ableitung der Phase ist.

Diese und weitere Ausführungen zu systemtheoretischen Grundlagen sind in M. Vossiek, T. v. Kerssenbrock, P. Heide, "Signal Processing Methods for Millimetrewave FMCW-Radar with high Distance and Doppler Resolution", 27<sup>th</sup> European Microwave Conference, Jerusalem, Israel, pp. 1127-1132, 1997, zu finden.

Realisierungsmöglichkeiten für FMCW-Radarsensoren mit unterschiedlichen Topologien sind beispielsweise in: B. Zimmermann et al: "24 GHz Microwave Close-Range Sensors For Industrial Measurement Applications", Microwave Journal, May 1996; in: EP 0 647 857 A1, WO 99/10757; in: M. Vossiek et al. (s. o.); und in: M. Nalezinski, M. Vossiek, P. Heide: "Novel 24 GHz FMCW Front-End with 2.45 GHz SAW Reference Path for High-Precision Distance Measurements", 1997 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Denver, USA, pp. 185-188, zu finden.

In der Regel erwünscht ist eine hohe Meßeempfindlichkeit verbunden mit einer hohen Reichweite. Die Reichweite ist unter anderem von der Sendeleistung und der Antennenrichtschärfe abhängig. Die funktentechnischen Zulassungsvorschriften begrenzen die zulässige ausgesandte Leistung pro Fläche. Die erreichbare Meßreichweite beträgt daher in der Praxis typischerweise einige zehn Meter.

Insbesondere bei einer Messung großer Abstände kann es zu einer Einschränkung der Meßgenauigkeit durch Störobjekte kommen. Befinden sich außer dem Meßobjekt noch andere Objekte im Ausbreitungsweg oder in der Umgebung des Meßobjekts, so kann die Wellenausbreitung gestört sein, weil sich störende Wechselwirkungen der gewünschten Reflexionen des zu messenden Meßobjekts und der Meßumgebung ergeben, zum Beispiel durch Mehrwege-Wellenausbreitung. Dieser Fall wird insbesondere dann auftreten, wenn eine Funkantenne eine Rundstrahlcharakteristik aufweist, das heißt, wenn sich viele Objekte gleichzeitig im Erfassungsbereich der Antenne befinden. Eine derartige Störung kann durch eine intelligente Signalauswertung nur bedingt wirksam reduziert werden.

Es ist zur Kalibriermessung in der Antennenmeßtechnik bekannt, daß zur Reduktion derartiger Störeffekte metallische Referenzreflektoren, z. B. Tripelreflektoren, Verwendung finden. Diese passiven Reflektoren besitzen einen im Vergleich zu ihren geometrischen Abmessungen hohen

Streuquerschnitt, d. h. eine hohe Reflektivität.

Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Möglichkeit zur Reduzierung von Störeinflüssen bei der Abstandsmessung mittels Mikrowellen, insbesondere Radarwellen, bereitzustellen.

Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Möglichkeit zur Abstandsmessung mittels Mikrowellen, insbesondere Radarwellen, mit hoher Reichweite bereitzustellen.

Diese Aufgaben werden durch ein Verfahren gemäß Patentanspruch 1, eine Anwendung des Verfahrens gemäß Patentanspruch 17 sowie durch eine Vorrichtung gemäß Patentanspruch 19 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen sind den Unteransprüchen entnehmbar.

Dazu wird ein Verfahren zur Abstandsmessung verwendet, bei dem mittels eines CW-Mikrowellensensors ein Abstand zu mindestens einem Objekt gemessen wird und an dem mindestens einem Objekt mindestens ein aktiver Reflektor befestigt ist, welcher ein vom CW-Mikrowellensensor ausgesandtes Signal empfängt, moduliert und nach der Modulation wieder abstrahlt. Als Modulation ist eine Amplitudenmodulation, eine Frequenzmodulation oder eine beliebige Kombination beider Modulationsarten möglich.

Dieses Verfahren ist für alle CW-Mikrowellensensoren, insbesondere CW-Radarsensoren wie zum Beispiel das Doppler-Radar und das FMCW-Radar, geeignet. Zur Vereinfachung werden die folgenden Ausführungen vor allem mit Hilfe von Radarsensoren beschrieben. Die Anwendung von anderen Mikrowellenarten ist dadurch selbstverständlich nicht ausgeschlossen.

Selbstverständlich kann nicht nur ein Abstand, sondern auch eine Abstandsänderung und/oder eine Lage und/oder eine beliebige zeitliche Ableitung dieser Größen ermittelt werden. Zur Messung des Abstands und der Abstandsänderung ist eine Verwendung nur eines Radarsensors ausreichend. Eine, im allgemeinen dreidimensionale, aber auch zweidimensionale, Position läßt sich z. B. mittels eines einzigen Radarsensors und Durchführung einer Kalibriermessung oder auch mittels zweier Radarsensoren mit Triangulationsbestimmung durchführen.

Ein aktiver Reflektor ist aus dem Bereich der Kommunikation und der Flugortung, zum Beispiel als Sekundärradar (secondary surveillance radar SSR) aus Meinke Gundelach, "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik", Kapitel S8, 1.7 und 1.8, 5. Aufl., Berlin, Heidelberg, New York: Springer 1992, bekannt. Aus US 5 512 899 ist eine aktive Reflektoreinheit zum Test der Meßqualität von Radarsystemen mit synthetischer Apertur bekannt.

Typischerweise wird das vom Radarsensor emittierte Radarsignal vom aktiven Reflektor mittels einer Antenne aufgenommen, zu einem Modulator geleitet (z. B. über ein Richtelement) und sodann über die Antenne des aktiven Reflektors zurück zum Radarsensor gesendet. Ein Ausgang des Modulators kann dabei z. B. mit einem dritten Anschluß des Richtelementes verbunden sein.

Der Modulator kann ein Verstärker sein, durch den das Radarsignal im aktiven Reflektor proportional zur Signalthöhe des eingehenden Radarsignals verstärkt wird. Eine solche reine Amplitudenverstärkung bewirkt, daß das vom aktiven Reflektor zum CW-Radarsensor zurückgesandte Radarpuls im Vergleich zu den Störsignalen stärker ausgeprägt ist. Dadurch ist eine Störsignalunterdrückung und Erhöhung einer Meßreichweite ähnlich eines passiven Reflektors möglich. In Gegensatz zum passiven Reflektor ist aber die Höhe der Verstärkung weitgehend unabhängig von der Fläche des Reflektors und zudem weitgehend frei wählbar.

Der Modulation kann auch eine Frequenzmodulation, beispielsweise eine einfache Frequenzverschiebung, bewir-

ken, durch die das vom aktiven Reflektor zum Radargerät zurückgesandte Radarsignal frequenzmoduliert ist.

Dadurch läßt sich vorteilhafterweise das vom aktiven Reflektor ausgegebene Radarsignal von den Störsignalen im Frequenzbereich des Radarsensors trennen, beispielsweise durch Bandpaßfilterung. Die Filterung bzw. Demodulation kann z. B. mit einer elektronischen Schaltung oder algorithmisch in einem Prozessor durchgeführt werden.

Dieses Verfahren besitzt den Vorteil, daß Störeinflüsse reduziert werden und ein hohe Reichweite erzielbar ist. Zudem ist es flexibel und vergleichsweise preiswert.

Günstigerweise sendet jeder aktive Reflektor mit einer für ihn charakteristischen Frequenzmodulation. Auf diese Weise können Signale mehrerer aktiver Reflektoren unterschieden und getrennt werden. Dadurch kann außer einer Abstands- bzw. Positionsbestimmung auch eine Objektidentifizierung durchgeführt werden.

So sind z. B. mehrere Meßobjekte mit jeweils mindestens einem aktiven Reflektor ausgestattet. Zweckmäßigerweise ist die charakteristische Modulation für alle an einem Meßobjekt befestigten aktiven Reflektoren gleich, jedoch unterschiedlich innerhalb einer Gruppe von Meßobjekten.

Es ist unter anderem zur Steigerung der Meßreichweite besonders vorteilhaft, wenn im aktiven Reflektor das Radarsignal sowohl frequenz- als auch amplitudenmoduliert wird. Dazu kann im aktiven Reflektor einem Frequenzmodulator ein Verstärker nachgeschaltet sein. Der Verstärker kann dann mit dem dritten Anschluß des Richtelementes verbunden sein.

Insbesondere ist es bei Vorhandensein eines Übertragungsweges zwischen dem CW-Radar und dem aktiven Reflektor vorteilhaft, wenn ein Abstandswert und/oder eine Abstandsänderung zwischen Meßobjekt und CW-Radar bestimmt wird, indem zwischen dem vom CW-Radar ausgesandten Radarsignal und dem vom CW-Radar aus empfangenen Radarsignal eine Phasendifferenz oder eine zeitliche Änderung der Phasendifferenz ausgewertet wird.

Bei Vorhandensein zweier unterschiedlicher Übertragungswege zwischen CW-Radar und aktivem Reflektor können mindestens zwei Entfernungswerte bestimmt werden und diese Entfernungswerte mit Hilfe von geometrischen Gleichungen kombiniert werden (z. B. Triangulation), und so die räumliche Position des Objekts bestimmt wird.

Es ist weiterhin vorteilhaft, wenn das Radarsignal im Verstärker amplitudenmoduliert wird, indem der Verstärker mit einem Modulationssignal mit einer Taktfrequenz  $f_M$  geschaltet, das heißt ein- und ausgeschaltet, wird, und zusätzlich das im CW-Radar empfangene Radarsignal mittels einer Hochpaßfilterung oder einer Bandpaßfilterung gefiltert und anschließend demoduliert wird.

Dabei ist es besonders vorteilhaft, wenn die Taktfrequenz  $f_M$  zwischen 100 kHz und 10 MHz liegt, was typischerweise deutlich größer ist als die Meßfrequenz.

Durch diese Amplitudenmodulation ergibt sich der Vorteil, daß das vom aktiven Reflektor ausgesandte Nutzsignal im Spektrum des Sensorsignals am CW-Radar als moduliertes Signal bei einer Modulationsfrequenz auftritt. Die Störsignale hingegen sind unmoduliert und treten im Basisband auf. Schon durch eine einfache Hochpaß- oder Bandpaßfilterung mit anschließender Demodulation werden die Störsignale somit wirksam unterdrückt. Selbstverständlich ist die Demodulation auf die Modulation im aktiven Reflektor abgestimmt.

Bei einer Amplitudenmodulation ist es nicht notwendig, die Verstärkung des Signals lediglich dual (also "an" oder "aus") zu variieren. Ebenso können zur Modulation Verstärkungsänderungen in analogen Schritten verwendet werden.

Es ist bei der Amplitudenmodulation vorteilhaft, die Ver-

stärkungsänderung nicht mit einem konstanten Taktverhältnis durchzuführen, sondern nach bestimmten pseudozufälligen Codesequenzen. Die bekannten Codesequenzen wie etwa Barker-Codes, Schieberegistersequenzen (M-Sequenzen), Golay-Codes, Gold-Codes oder Huffman-Sequenzen können unter anderem hierzu verwendet werden. Bei einem gleichzeitigen Vorhandensein mehrerer aktiver Reflektoren werden bevorzugt solche Sequenzen verwendet, die nicht oder nur sehr wenig korreliert sind, so daß durch eine Korrelation im CW-Radar eine Trennung und eindeutige Zuordnung der reflektierten Signale möglich ist.

Es ist auch vorteilhaft, wenn der aktive Reflektor das Radarsignal mittels einer Frequenzmodulation verändert, indem er einen Mischbaustein enthält, welcher das eintreffende Radarsignal mit einem Referenzsignal der Frequenz  $f$  frequenzmischt. Das frequenzveränderte Signal wird zum Radarsensor zurückgesandt und tritt im Spektrum des CW-Radars somit bei einer veränderten Frequenz auf. Durch eine geeignete Bandpaßfilterung mit anschließender Demodulation können die Störschöns ähnlich wie im Fall der Amplitudenmodulation unterdrückt werden. Es ist, insbesondere zur Steigerung der Meßreichweite, vorteilhaft, wenn das frequenzmodulierte Radarsignal gleichzeitig verstärkt vom aktiven Reflektor abgestrahlt wird.

Es kann auch vorteilhaft sein, wenn statt eines Mischers ein Phasenschieber verwendet wird, welcher das am aktiven Reflektor eintreffende Signal bezüglich der Phase ändert. Die Phase wird hierbei beispielsweise wie in R. Mäusl, Digitale Modulationsverfahren, Telekommunikation, Heidelberg: Hüthig Buch Verlag GmbH, 1991, genannt, verändert.

Es kann weiterhin vorteilhaft sein, die Radarsignale im aktiven Reflektor um einen definierten Zeitversatz zu verzögern. Die Zeitverzögerung ist zweckmäßigerweise so groß, daß Störsignale, beispielsweise verursacht durch Reflexionen an Gegenständen im Meßbereich, durch eine Ausbreitungsdämpfung im Freiraum weitestgehend abgeklungen sind. Werden die Zeitverzögerungen zudem für jeden Reflektor unterschiedlich gewählt, so sind die Signalanteile mit bekannten CW-Radar-Auswerteverfahren eindeutig trennbar.

Bei einer Dimensionierung eines zur Verzögerung der Laufzeit eingesetzten Laufzeitgliedes ist darauf zu achten, daß es in dem für die entsprechende Anwendung gegebenen Entfernungsbereich zu keiner Überlappung der Laufzeiten verschiedener Signalanteile des Reflektors kommen kann.

Es ist besonders vorteilhaft, wenn das Laufzeitglied mit einer oder mehreren Verzögerungsleitungen in Form eines Oberflächenwellen-Bauelementes (OFW) ausgeführt sind. Solche OFWs sind beispielsweise in C. Ruppel, L. Rheindl, S. Berek, U. Knauer, P. Heide, M. Vossiek, "Design Fabrication and Application of Precise Delay Lines at 2.45 GHz, IEEE, Ultrasonics Symposium, San Antonio, USA. 1996, dargestellt.

Wird die Verzögerungsleitung mit Oberflächenwellen-Bauelementen realisiert, so ist es besonders vorteilhaft, direkt auf einem Substrat, auf dem die Verzögerungsleitung aufgebaut wird, auch eine Resonatorstruktur aufzubringen, aus der die Modulationsfrequenz bzw. das Modulationssignal ableitbar wird. Hierdurch wird in optimaler Weise sichergestellt, daß Laufzeitänderungen aufgrund einer Temperaturdrift und einer Alterung des Substrats eine proportionale Änderung der Modulationsfrequenz nach sich zieht. Dadurch, daß die Laufzeit und die Modulationsfrequenz auf demselben Substrat mit demselben physikalischen Grundprinzip erzeugt werden, sind sie automatisch in gewünschter Weise gekoppelt. Dimensionierungen von OFW-Laufzeitgliedern und OFW-Resonatoren können in der einschlägigen Literatur nachgelesen werden. Das Substrat besteht be-

vorzugt aus Lithiumniobat oder Quarz.

Insbesondere günstig ist es, eine Amplitudenmodulation mit einer Zeitverzögerung zu kombinieren. Hierbei wird die Verstärkung z. B. in regelmäßigen Abständen ein- und ausgeschaltet. Die Modulationsfrequenz wird vorzugsweise so gewählt, daß sie invers mit der Verzögerungszeit des Laufzeitgliedes verkoppelt ist, z. B. wird bei einer Modulationsfrequenz von 1 MHz eine Verzögerung von 1  $\mu$ s gewählt wird.

Durch eine derartige Anordnung kann verhindert werden, daß das verstärkte und modulierte Signal wiederum in den Eingangskreis des aktiven Reflektors gelangt, nochmals verstärkt wird und somit eine Übersteuerung oder Rückkopplungs-Schwingungen verursacht. Durch die Kopplung der Verzögerung an die Modulationsfrequenz kann dafür gesorgt werden, daß der Eingangskreis immer dann abgeschaltet ist, wenn das verstärkte und verzögerte Signal zum Radarsensor zurückgesendet wird.

Selbstverständlich ist die Modulation des Radarsignals im aktiven Reflektor nicht auf die oben beschriebenen Modulationsverfahren beschränkt, weitere Ausführungen zu Modulationsverfahren finden sich beispielsweise in Mäusl et al.

Alle erwähnten Codierungsverfahren können auch in beliebiger Kombination verwendet werden. Besonders vorteilhaft für eine hochgenaue Messung von Abstand und/oder Position ist es, die zeitliche Änderung der Phase bei einer Radarfrequenz, also die differentielle Entfernungsmessung, mit den Phasendifferenzwerten bei mehreren Radarfrequenzwerten, also die absolute Entfernungsmessung, in Verbindung zu setzen. Die absoluten Meßwerte können z. B. durch die wesentlich genaueren differentiellen Änderungswerte korrigiert werden. Dabei ist auf einen ausreichend schnellen Meßvorgang zu achten.

Für eine exakte Entfernungsmessung ist desweiteren wichtig, daß die Radarfrequenz und insbesondere die Frequenzänderung sehr exakt eingestellt und gehalten werden kann. Neben analogen Regelschleifen und Kalibriereinrichtungen mit Referenzlaufzeitgliedern bieten sich hierfür insbesondere Phasenregelschleifen (PLL = Phase Lock Loop) und die direkte digitale Signalsynthese an.

Mittels eines aktiven Reflektors ist es günstigerweise auch möglich, Daten zu übertragen, z. B. eine Kennung. Zur Kodierung können unter anderem die in Mäusl et al. beschriebenen Verfahren verwendet werden. Im Prinzip ist eine Einschränkung auf eine spezielles Kodierungsverfahren nicht notwendig.

Die oben beschriebenen Verfahren zur Positionsbestimmung bzw. Abstandsmessung eignen sich aufgrund der hohen Störsignal-Unterdrückung besonders bei einer großen Meßdistanz, beispielsweise in einer komplexen industriellen Umgebung.

Eine vorteilhafte Anwendung ist eine Positionsbestimmung eines autonomen Fahrzeugs, jedes autonome Fahrzeug ist hierbei mit einem aktiven Reflektor ausgerüstet. Innerhalb des Gebietes, in dem sich das autonome Fahrzeug bewegt, sind ferner zwei CW-Radarsensoren, vorzugsweise FMCW-Radars, an unterschiedlichen Positionen vorhanden. Mit den Radars wird jeweils der Abstand zum mit dem autonomen Fahrzeug verbundenen aktiven Reflektor gemessen. Durch eine Kombination der Abstands-Meßwerte, das heißt durch Lösen eines Gleichungssystems mit geometrischen Triangulationsgleichungen, wird die Position des autonomen Fahrzeuges bestimmt. Durch zusätzliche Radarsysteme an unterschiedlichen Positionen kann zusätzlich der Positionsmeßwert mit einer verbesserten Genauigkeit bestimmt werden und/oder es kann eine Positionsmessung auf weitere Dimensionen, zum Beispiel die Höhe, ausgedehnt werden.

Ist die aktive Reflektoreinheit auch zur Datenübertragung fähig, so können vom autonomen Fahrzeug gleichzeitig zur Entfernungsmessung über den aktiven Reflektor Daten zum Radar, welches mit einer Datenauswerte-Einheit ausgestattet ist, übertragen werden. Relevante Daten können beispielsweise das Transportgut des autonomen Fahrzeugs, sensorische Informationen des autonomen Fahrzeugs, Diagnoseparameter oder eine Identifikationskennung des autonomen Fahrzeugs sein. Auch können weitere Daten des autonomen Fahrzeugs, wie etwa sein Fahrtziel oder spezielle Transportaufträge, übertragen werden.

Eine weitere vorteilhafte Anwendung des Verfahrens ist die Positionsbestimmung eines Behältnisses in einem Hochregallager. Diese Verwendung ist ähnlich zur Positionsbestimmung von autonomen Fahrzeugen, nur daß hierbei vorzugsweise mindestens zwei Abfragegeräte innerhalb einer Regallagergasse angeordnet sind, mit denen dann wie beschrieben die Höhe und Position des Behältnisses bestimmt wird.

Hierzu wird das Behältnis, typischerweise eine Transportbox oder eine Einheit des Transportfahrzeuges, welches die Transportbox enthält, mit einer aktiven Reflektoreinheit versehen. Dadurch kann die Transportbox gezielt von einer Position im Hochregal genommen oder auf eine bestimmte Position gestellt werden. Daten über die zum entnehmende Box bzw. Daten über die entnommene Box (beispielsweise Inhalt, Größe etc.) können mit der beschriebenen Kommunikationsanordnung vom Abfragegerät zur Transporteinheit bzw. umgekehrt übertragen werden.

Sehr vorteilhaft kann das Verfahren zur Positionsbestimmung auch zur Positionsbestimmung von Werkzeugen eingesetzt werden. Hierbei wird ein Werkzeug, vorzugsweise möglichst nahe an seinem mechanischen Angriffspunkt zum Werkstück, mit einem aktiven Reflektor versehen. Je nach Freiheitsgrad der Bewegung des Werkzeugs wird dann mit einem oder mehreren wie oben beschriebenen Verfahren bzw. Anordnungen die Entfernung des Werkzeugs zum jeweiligen Radarsystem bestimmt. Durch Kombination der Entfernungswerte wird dann die exakte Position des Werkzeugs bestimmt und/oder geregelt.

Als Werkzeuge kommen beispielsweise Werkzeuge zur Werkstoffbearbeitung wie etwa Dreh-, Fräs-, Bohr-, Stanz- und/oder Schneidwerkzeuge, Greifwerkzeuge oder auch medizinische Instrumente in Betracht. Die Aufgabe des Meßsystems ist es, möglichst exakt die Position und/oder die Lage des Werkzeugs im Raum zu bestimmen. Der Vorteil gegenüber einem mechanischen Meßsystem besteht darin, daß die Position des Werkzeuges berührungslos direkt am Werkzeug meßbar ist und ein Fehler aufgrund einer mechanischen Verformung (Torsion, Biegung etc.) vermieden wird. Das Prinzip des aktiven Reflektors eignet sich insbesondere deshalb, weil eine passive Reflektoranordnung aufgrund einer Vielzahl starker Störreflexionen an den bei Werkzeugmaschinen üblichen metallischen Flächen in der Regel keine ausreichend präzisen Meßergebnisse liefert. Eine Störung durch Störreflexionen werden durch den aktiven Reflektor verhindert, so daß auch in stark reflektierenden Umgebungen sicher und genau gemessen werden kann.

Bei allen genannten Anordnungen können sowohl der Anbringungsort von Reflektor und Radargerät als auch die Zahl der aktiven Reflektoren und Radarsensoren vertauscht werden. Der erzielbare Informationsgewinn wird lediglich durch die Zahl und geometrische Position der Meßwege bestimmt.

Die Methode ist gleichermaßen geeignet zur Messung einer Abstandsänderung, eines Abstands, einer (zwei- oder mehrdimensionalen) Position bzw. Lage und/oder einer Geschwindigkeit.

In den folgenden Ausführungsbeispielen wird die Methode zur Abstandsmessung schematisch näher dargelegt.

Fig. 1 zeigt eine Vorrichtung zum Abstandsmessung,

Fig. 2 zeigt einen FMCW-Radarsensor,

Die Fig. 3a bis 3d zeigen Ausführungsformen einen aktiven Reflektors,

Fig. 4 zeigt eine Skizze eines Spektrums eines am Radarsensor empfangenen Signals.

In Fig. 2 ist ein schematisches Schaltbild einer typischen Mikrowellen-Meßanordnung in Form eines CW-Mikrowellensensors MS in Form eines FMCW-Radarsensors RS abgebildet mit Oszillator (VCO), Signalgenerator/Linearisierer (SGLIN), Radarempfänger (EMIX) und Antenne (ANT). Weiterhin sind eine Auswerteeinheit (FFT) zur schnellen Fourier-Transformation (Fast Fourier Transformation, FFT) und eine Referenzeinheit (REF) vorhanden.

Über ein Steuersignal, z. B. eine von Außen angelegte Spannung, kann die Frequenz des Oszillators VCO eingestellt werden. Das vom Oszillator VCO ausgesandte Signal wird als Radarsignal über die Antenne ANT emittiert und die sich ergebenden Reflexionen wieder empfangen (angedeutet durch die Pfeile). Zwischen Oszillator VCO und Antenne ANT befindet sich der Radarempfänger EMIX, der einen ersten Teil des vom Oszillator VCO abgegebenen Signals zur Antenne ANT transmittiert und mit einem zweiten Teil des Signals eine Frequenzmischung mit dem empfangenen Signal durchführt. Der Radar- bzw. Mikrowellenempfänger EMIX ist hier als Detektormischer ausgeführt.

Dieser Radarsensor RS liefert ein Sensorsignal SES, dessen Phase oder Frequenz proportional zu einem Abstand  $d_r$  des Meßobjektes MO ist. Durch Auswertung von Phasenwerten und/oder Phasendifferenzwerten und/oder Frequenzwerten kann nach bekannten Methoden der Abstand  $d_r$  von Meßobjekten und/oder die Abstandsänderung und/oder die Geschwindigkeit bestimmt werden.

In diesem Ausführungsbeispiel wird eine lineare Frequenzmodulation zur Bestimmung des Objektabstands  $d_r$  angewendet, welche mittels einer schnellen Fourier-Transformation in der Auswerteeinheit FFT ausgewertet wird. Die Auswerteeinheit FFT erhält das Sensorsignal vom Radarempfänger EMIX. Das Ergebnis der schnellen Fourier-Transformation ist ein Echoprofil, das die Radar-Reflexionen in Abhängigkeit von der Entfernung darstellt.

Ein vom Oszillator VCO abgeleitetes Signal wird in den Signalgenerator/Linearisierer SGLIN eingespeist, welcher die Frequenz des Oszillators VCO so steuert, daß sich eine lineare Frequenzmodulation ergibt. Als Basis zur Steuerung der Modulationsspannung dient üblicherweise ein Vergleich mit einer stabilen Referenz REF.

In dieser Figur befinden sich ein Meßobjekt MO und mehrere Störobjekte SO in einem etwa gleichen Abstand  $d_r$ , z. B.  $d_r = 100 \text{ m} - 200 \text{ m}$ , zur Antenne ANT des Radarsensors RS.

Im Spektrum des Sensorsignals überlagern sich die Einzelechos zu einem Gesamtecho und können nicht mehr diskriminiert werden. Im schlimmsten Fall ist die Reflexion der Störobjekte SO größer als die Reflexion des Meßobjekts MO. Bei bewegten Objekten MO, SO kann es zudem durch Interferenzeffekte zu einer starken Amplitudenfluktuation der Echos kommen. Insgesamt hat dies zur Folge, daß sich die Meßgenauigkeit reduziert bzw. die Messung verhindert wird.

In Fig. 1 ist nun das Meßobjekt MO mit einem aktiven Reflektor AR ausgestattet. Der aktive Reflektor AR weist als Teilkomponenten eine Antenne A2, ein Richtelement RE und einen Modulator MOD auf. Der Modulator MOD enthält einen Verstärker AMP und einen diesem nachgeschalteten Frequenz-Modulator FMOD.

Der Radarsensor RS kann, aber muß nicht, dem Radarsensor RS in Fig. 2 entsprechen. Zur Übersichtlichkeit der Meßsituation ist die Antenne ANT des Radarsensors RS mit eingezeichnet.

Das vom Radarsensor RS emittierte Radarsignal wird vom aktiven Reflektor AR mittels der Antenne A2 aufgenommen, über das Richtelement RE zum Verstärker AMP geleitet und von dort aus in den Frequenzmodulator FMOD. Das frequenzmodulierte und verstärkte Signal wird sodann in einen dritten Anschluß des Richtelementes RE eingespeist und danach über die Antenne A2 des aktiven Reflektors AR zurück zum Radarsensor RS gesendet.

In einer dem Radarsensor RS nachgeschalteten Filtereinheit FIL/DEM wird das empfangene Signal wieder gefiltert bzw. demoduliert und danach als Sensorsignal SES in eine Auswerteeinheit FFT eingegeben. Selbstverständlich können Filtereinheit FIL/DEM und Auswerteeinheit FFT auch in den Radarsensor RS integriert sein.

In Fig. 3a ist ein aktiver Reflektor AR aufgezeichnet, welcher eine Amplitudenmodulation erzeugt. Im Gegensatz zum aktiven Reflektor AR in Fig. 1 fehlt hier der Frequenzmodulator MOD.

Die Amplitudemodulation wird erzeugt, indem der Verstärker AMP mit einem Modulationssignal MSIG mit einer Taktfrequenz  $f_M$  geschaltet, das heißt hier: ein- und ausgeschaltet, wird. Die Taktfrequenz  $f_M$  wird deutlich größer als die Meßfrequenz gewählt, hier:  $100 \text{ kHz} \leq f_M \leq 10 \text{ MHz}$ . Durch diese im aktiven Reflektor AR durchgeführte Amplitudenmodulation tritt vorteilhafterweise im Spektrum des Sensorsignals SES das Nutzsignal als modulierte Signal bei einer Modulationsfrequenz auf. Die Störsignale hingegen sind unmoduliert und treten im Basisband auf.

Schon durch eine in der Filter- und/oder Demodulations-einheit FIL/DEM durchgeführte einfache Hochpaß- oder Bandpaßfilterung mit anschließender Demodulation werden die Störsignale somit wirksam unterdrückt. Selbstverständlich ist die Demodulation auf die Modulation im aktiven Reflektor AR abgestimmt.

Bei einer Amplitudenmodulation ist es generell nicht notwendig, die Verstärkung des Signals lediglich zu variieren. Ebenso können zur Modulation Verstärkungsänderungen in analogen Schritten verwendet werden.

Es kann bei der Amplitudenmodulation auch vorteilhaft sein, die Verstärkungsänderung nicht mit einem konstanten Taktverhältnis durchzuführen, sondern mit bestimmten pseudozufälligen Modulationssequenzen. Die bekannten Codesequenzen wie etwa Barker-Codes, Schieberegister-Sequenzen (M-Sequenzen), Golay-Codes, Gold-Codes oder Huffman-Sequenzen können unter anderem hierzu verwendet werden.

Bei einem gleichzeitigen Vorhandensein mehrerer aktiver Reflektoren AR werden bevorzugt solche Sequenzen verwendet, die nicht oder nur sehr wenig korreliert sind, so daß durch eine Korrelation im Radarsensor RS eine Trennung und eindeutige Zuordnung der reflektierten Signale möglich ist.

Auch können mittels einer Kodierung der Pulsfolgen, z. B. der oben genannten Code-Sequenzen, Daten übertragen werden. Die Datenübertragung kann ebenfalls so geschehen, daß der Verstärkertakt in seiner Frequenz umgeschaltet wird (hoch/tief) oder in seinem Taktverhältnis.

In Fig. 3b ist als Skizze ein weiterer aktiver Reflektor AR abgebildet. Dieser beinhaltet nun einen Mischerbaustein MIX, welcher das von der Richteinheit RE ausgegebene Signal mit einem Referenzsignal der Frequenz  $f_R$ , das auch als Modulationsfrequenz bezeichnet werden kann, mischt und an den Verstärker AMP weiterleitet.

Je nach Ausführungsform des Mischerbausteins MIX

handelt es sich um einen Einseitenbandmischer oder einen Zweiseitenbandmischer. Im Falle eines Einseitenbandmischers wird das eintreffende Signal frequenzversetzt zum Radarsensor RS zurückgesandt und tritt im Spektrum des Sensorsignals SES mit einer Versatzfrequenz  $f_R$  auf. Durch eine geeignete Bandpaßfilterung mit anschließender Demodulation können Störsignale unterdrückt werden.

In diesem Ausführungsbeispiel kann eine Datenübertragung zum Beispiel mittels einer Änderung der Modulationsfrequenz  $f_R$  geschehen, was einer sog. FSK (frequency key shifting)-Modulierung entspricht.

Fig. 3c zeigt einen weiteren aktiven Reflektor AR. Dieser weist nun einen steuerbaren Phasenschieber PHS auf, der das eintreffende Signal bezüglich der Phase über ein Phasensignal PSIG, das auch als Modulationsfrequenz angesehen werden kann, ändert. Die Phase wird dabei nach bekannten Schemata (siehe z. B. Mäusl. et al.).

In diesem Ausführungsbeispiel ist zur Datenübertragung die aus der Kommunikationstechnik bekannte Phasenmodulation (phase key shifting) günstig.

Fig. 3d zeigt einen weiteren aktiven Reflektor AR, bei dem die Signale im aktiven Reflektor AR um einen definierten Zeitversatz im die Zeitverzögerung bestimmenden Laufzeitglied DEL verzögert werden, welches zwischen Richtelement RE und Verstärker AMP angebracht ist. Es ist vorteilhaft, wenn das Laufzeitglied DEL mit einer oder mehreren Verzögerungsleitungen in Form eines Oberflächenwellen-Bauelementes (OFW) ausgeführt sind.

Fig. 4 zeigt ein Frequenzspektrum eines am Radarsensor empfangenen Signals als Auftragung einer Signalthöhe in beliebigen Einheiten gegen eine Frequenz  $f$  in beliebigen Einheiten.

Das vom Radarsensor MS,RS ausgesendete Signal sei gegeben durch

$$s_{tx}(t) = \cos((\omega_0 + 0,5 \cdot \mu \cdot t) \cdot t) \quad (1),$$

wobei  $\omega_0$  bzw.  $f_0$  die Modulations-Start-Frequenz ("Sweep-Start-Frequenz") und  $\mu$  die Durchstimmrate ("Sweep-Rate") darstellt. Das vom Radarsensor MS,RS empfangene Signal ist eine Summe mehrerer zeitverzögerter Abbildungen des ausgesandten Signals; allerdings ist nur die vom aktiven Reflektor AR ausgesandte Signalkomponente mit einer Frequenz  $\omega_{mod}$  bzw.  $f_{mod}$  moduliert. Dadurch ist das vom Radarsensor MS,RS empfangene Signal darstellbar als

$$s_{rx} = s_{tx}(t - \tau_r) \cdot \cos((\omega_{mod} \cdot t + \varphi_{m0}) + \Sigma \cdot s_{tx}(t - \tau_n) \quad (2)$$

mit  $\tau_r$  der Laufzeit vom Radarsensor MS,RS zum aktiven Reflektor RS und zurück und  $\tau_n$  der Laufzeit der anderen Objekte. Zur Vereinfachung werden Änderungen der Amplitudenhöhe nicht mitberücksichtigt. Ebenfalls zur Vereinfachung wird die mit rechteckförmige Amplitudenmodulation durch eine Cosinusmodulation (Frequenzmodulation) angenähert, höhere Terme werden also vernachlässigt. In der Praxis kann eine Unterdrückung höherer Terme mittels eines einfachen Bandpaßfilters durchgeführt werden.

Der Radarempfänger EMIX multipliziert die vom Radargerät MS,RS ausgestrahlten und empfangenen Signale, was zu einem überlagerten Signal

$$S_m(t) = \cos(\omega_{mod} \cdot t + \mu \cdot \tau_r \cdot t + \omega_0 \cdot \tau_r) + \cos(\omega_{mod} \cdot t + \mu \cdot \tau_r \cdot t + \omega_0 \cdot \tau_r) + \Sigma_n \cos(\omega_0 \cdot \tau_n + \mu \cdot \tau_n \cdot t) \quad (3)$$

führt. Höhere Frequenzanteile und Phasenterme, welche für die Abstandsmessung nicht von Bedeutung sind, sind hierbei vernachlässigt.

Die zwei Spektralkomponenten  $mc1$ ,  $mc2$  des aktiven

Reflektors AR sind um die Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$  herum zentriert, während die anderen Signale im Basisband ("Basisband") angesiedelt sind. Falls also die Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$  und die Sweep-Rate  $\mu$  geeignet gewählt sind, kann das gewünschte, vom aktiven Reflektor AR ausgestrahlte Signal klar von den Störsignalen getrennt werden.

In dieser Figur ist dazu ein typisches Spektrum von Empfangssignalen aufgetragen, bei der die Frequenzanteile gemäß Gl. (3) aufgetragen sind.

Aus einer Betrachtung der zwei durch den aktiven Reflektor AR verursachten Spektrallinien m1, mc2 ergibt sich ein Abstand  $dr$  zwischen Radarempfänger MS,RS und aktivem Reflektor AR nach

$$\Delta f = \mu \cdot \tau_r / \pi \rightarrow dr = \frac{1}{2} c \cdot \tau_r = \pi \cdot c \cdot \Delta f / (2 \cdot \mu) \quad (4) \quad 15$$

$$\Delta \phi = 4\pi f_0 \tau_r \rightarrow dr = c \cdot \Delta \phi / (8 \cdot \pi \cdot f_0) \quad (5),$$

mit  $\Delta f$  der Frequenzdifferenz und  $\Delta \phi$  der Phasendifferenz. Aufgrund der Periodizität der Phase kann die Phasendifferenz  $\Delta \phi$  aus Gl. (5) nicht zur Messung eines absoluten Abstands  $dr$  verwendet werden, sie ist aber sehr nützlich zur präzisen Bestimmung einer Abstandsänderung. Es ist sinnvoll, die absolute Distanz  $dr$  aus Gleichung (4) zu bestimmen, und eine Verfeinerung der Messung mit Hilfe von Gl. (5) vorzunehmen.

Bei dieser Methode wird also statt einer Absolutmessung von Frequenz oder Phase eine Differenzmessung  $\Delta f$  bzw.  $\Delta \phi$  durchgeführt, welche aus den zwei einander angrenzenden Modulationskomponenten mc1, mc2 gewonnen wird. Dadurch sind die aus den Gl. (4) und (5) gewonnenen Werte nicht von der Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$  abhängig. Somit ist auch bei einer Drift der Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$  eine sehr präzise Messung möglich.

Eine Meßungenauigkeit kann durch eine sich ändernde Zeitverzögerung des Laufzeitglieds DEL verursacht sein, die z. B. durch eine Temperaturänderung eines OFWs hervorgerufen wird.

Bei einem OFW ist die Verzögerungszeit proportional zur Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$ , so daß eine sich ändernde Zeitverzögerung erkennbar und kompensierbar ist durch eine Überwachung der Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$ . Die Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$ , die dem Mittel der beiden vom aktiven Reflektor AR reflektierten Frequenzkomponenten entspricht, kann über viele Meßzyklen sehr präzise vermessen werden.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Messung eines Abstands, bei dem mittels eines CW-Mikrowellensensors (MS) ein Abstand zu mindestens einem Meßobjekt (MO) gemessen wird, **dadurch gekennzeichnet**, daß an dem mindestens einen Meßobjekt (MO) mindestens ein aktiver Reflektor (AR) befestigt ist, welcher ein vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) ausgesandtes Signal empfängt, moduliert und danach abstrahlt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem
  - das vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) ausgesandte Signal vom aktiven Reflektor (AR) mittels einer Reflektor-Antenne (A2) empfangen wird,
  - über ein Richtelement (RE) zu einem Modulator (MOD) geleitet und von diesem moduliert wird,
  - auf einen dritten Anschluß des Richtelementes (RE) gegeben wird,
  - über die Reflektor-Antenne (A2) abgestrahlt

wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem das vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) empfangene Signal entsprechend der Modulation des aktiven Reflektors (AR) demoduliert wird.

4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem

- mehrere Meßobjekte (MO) mit jeweils mindestens einem aktiven Reflektor (AR) ausgestattet sind, wobei der mindestens eine aktive Reflektor (AR) ein von ihm empfangenes Signal in charakteristischer Weise moduliert, und
- der CW-Mikrowellensensor (MS,RS) das von ihm empfangene Signal entsprechend der Modulation der aktiven Reflektoren (AR) demoduliert und getrennt auswertet.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem für einen Übertragungsweg zwischen CW-Mikrowellensensor (MS,RS) und aktivem Reflektor (AR) ein Wert für einen Abstand ( $dr$ ) und/oder eine Änderung des Abstands ( $dr$ ) bestimmt wird, indem zwischen dem vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) ausgesandten Signal und dem vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) empfangenen Signal eine Phasendifferenz und/oder eine zeitliche Änderung der Phasendifferenz ausgewertet wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem ein Abstand  $dr$  gemäß einer Gleichung

$$dr = \pi \cdot c \cdot \Delta f / (2 \cdot \mu)$$

und eine Änderung des Abstands ( $dr$ ) aufbauend auf einer Gleichung

$$dr = c \cdot \Delta \phi / (8 \cdot \pi \cdot f_0)$$

bestimmt wird.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, bei dem zwischen CW-Mikrowellensensor (MS,RS) und aktivem Reflektor (AR) mindestens zwei Entfernungswerte über unterschiedliche Übertragungswege bestimmt werden und diese Entfernungswerte mit Hilfe von geometrischen Gleichungen kombiniert werden, und so die räumliche Position des Meßobjekts (MO) bestimmt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 7, bei dem

- das vom aktiven Reflektor empfangene Signal amplitudenmoduliert wird, indem der Verstärker (AMP) mit einem Modulationssignal mit einer Taktfrequenz  $f_M$  geschaltet wird, und
- das im CW-Mikrowellensensor (MS,RS) empfangene Signal mittels einer Hochpaßfilterung oder einer Bandpaßfilterung gefiltert und anschließend demoduliert wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, bei dem als Modulationssignal ein digitales Taktsignal mit einer Taktfrequenz  $f_M$  zwischen 100 KHz und 10 MHz verwendet wird.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 oder 9, bei dem die Taktfrequenz durch Barker-Codes, Schieberegister-Sequenzen, Golay-Codes, Gold-Codes oder Huffman-Sequenzen bestimmt wird.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 10, bei dem

- das vom aktiven Reflektor (AR) empfangene Signal in einen Mischerbaustein (MIX) eingeleitet wird, und in diesem mit einem Referenzsignal der Frequenz  $f_R$  frequenzversetzt wird,

- das vom CW-Mikrowellensensor (MS,RS) empfangene Signal mittels einer Bandpaßfilterung gefiltert und anschließend demoduliert wird.
- 12. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 11, bei dem
  - das Signal im aktiven Reflektor (AR) in einen Phasenschieber (PHS) eingeleitet wird, und in diesem frequenzversetzt wird,
  - das im CW-Mikrowellensensor (MS) empfangene Signal mittels einer Bandpaßfilterung gefiltert und anschließend demoduliert wird.
- 13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das Signal im aktiven Reflektor (AR) in ein Laufzeitglied (DEL) eingeleitet wird, das im CW-Mikrowellensensor (MS,RS) empfangene Signal mittels einer Bandpaßfilterung gefiltert und anschließend demoduliert wird.
- 14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem als Laufzeitglied (DEL) ein Oberflächenwellen-Bauelement eingesetzt wird.
- 15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem als CW-Mikrowellensensor (MS) ein FMCW-Radar (RS) verwendet wird.
- 16. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die vom aktiven Reflektor (AR) gesendeten Signale so moduliert sind, daß durch eine folgende Demodulation Daten übertragen werden.
- 17. Anwendung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 16, bei der
  - mindestens zwei CW-Mikrowellensensoren (MS) an unterschiedlichen Positionen vorhanden sind, mittels denen jeweils der Abstand zum dem mit einem Meßobjekt (MO), insbesondere einem autonomen Fahrzeug oder einem Transportbehälter, verbundenen aktiven Reflektor (AR) gemessen wird, und
  - durch eine Kombination der Abstands-Meßwerte die Position des autonomen Fahrzeuges bestimmt wird.
- 18. Anwendung nach Anspruch 17, bei der an dem Meßobjekt (MO) mehrere aktive Reflektoren (AR) vorhanden sind, so daß die Lage des Meßobjekts (MO) im Raum durch Auswertung der Lage der mehreren aktiven Reflektoren (AR) bestimmt wird.
- 19. Aktiver Reflektor, aufweisend
  - eine Antenne (A2), welche mit einem Richtelement (RE) verbunden ist,
  - einen Modulator (MOD), welcher zwischen einem Ausgang und einem dritten Anschluß des Richtelementes (RE) angebracht ist,
 so daß ein von der Reflektor-Antenne (A2) empfangenes Signal mittels des Modulators (MOD) modulierbar ist und danach über die Reflektor-Antenne (A2) abstrahlbar ist.
- 20. Aktiver Reflektor nach Anspruch 19, bei dem der Modulator (MOD) einen Verstärker (AMP) enthält.
- 21. Aktiver Reflektor nach einem der Ansprüche 19 oder 20, bei dem der Modulator (MOD) einen Frequenzmodulator (FMOD) enthält.
- 22. Aktiver Reflektor nach Anspruch 21, bei dem der Frequenzmodulator (FMOD) ein Mischerbaustein (MIX) ist, mittels dessen das in ihn eingespeiste Signal mit einem Referenzsignal der Frequenz fR frequenzversetzbar ist.
- 23. Aktiver Reflektor nach einem der Ansprüche 20 bis 22, bei dem zwischen Richtelement (RE) und Verstärker (AMP) ein Phasenschieber (PHS) vorhanden ist.

- 24. Aktiver Reflektor nach einem der Ansprüche 19 bis 23, bei dem zwischen einem Ausgang und einem dritten Anschluß des Richtelementes (RE) ein Laufzeitglied (DEL) vorhanden ist.
- 25. Aktiver Reflektor nach Anspruch 24, bei dem
  - das Laufzeitglied (DEL) mittels eines oder mehrerer Oberflächenbauelemente realisiert ist, welche auf einem Substrat aufgebracht sind, und
  - auf dem gleichen Substrat eine Resonatorstruktur zur Erzeugung eines Modulationssignals (MSIG, fR, PSIG) aufgebracht ist.

---

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

---



- Leerseite -

FIG 1

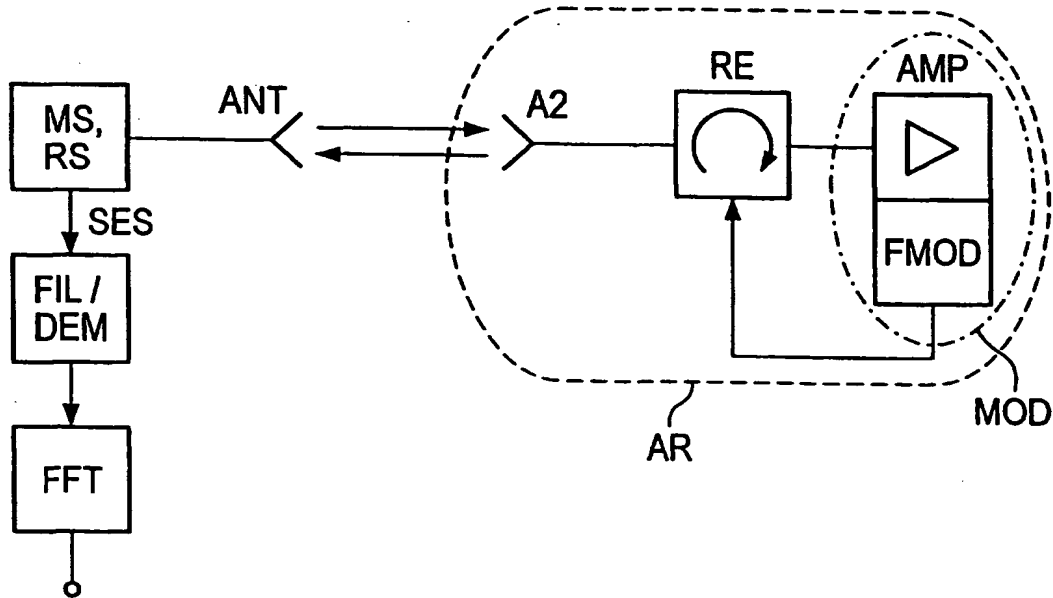


FIG 2

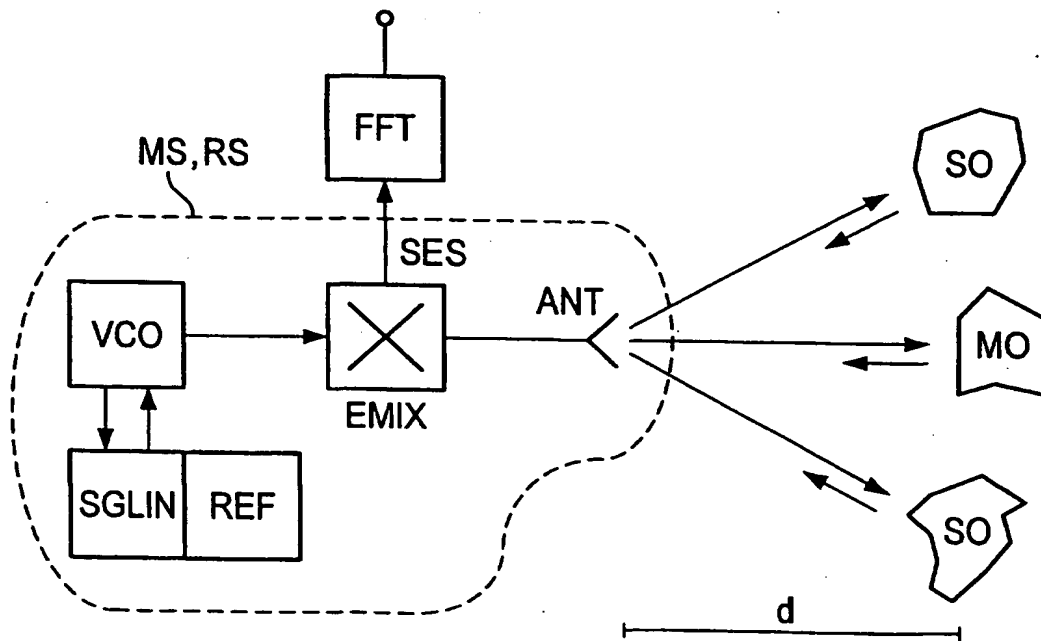


FIG 3A

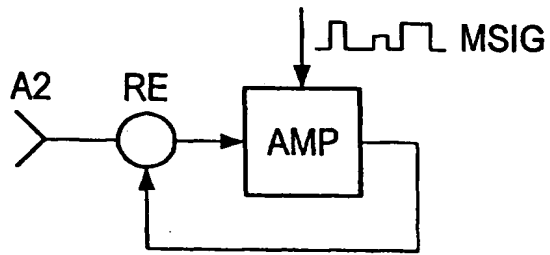


FIG 3B

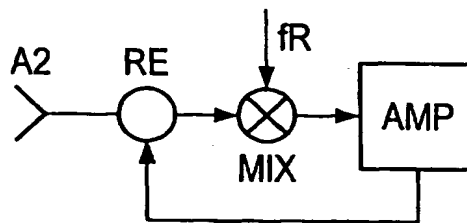


FIG 3C

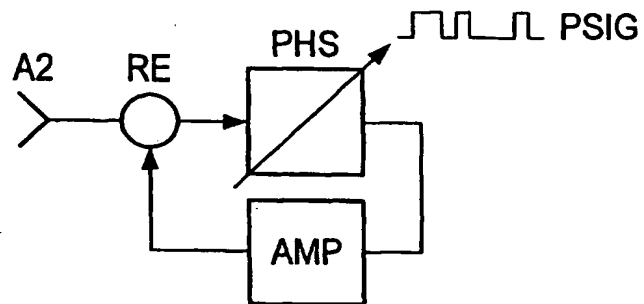


FIG 3D

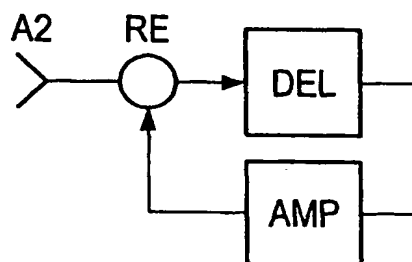


FIG 4

